

# Fırçasız DA motorunun (FDAM) algılayıcısız kontrolünde dalgacık tekniğinin uygulanması

**Murat YILMAZ<sup>\*</sup>, R. Nejat TUNCAY, Özgür ÜSTÜN**

*İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, 34469, Ayazağa, İstanbul*

## Özet

*Bu çalışmada fırçasız doğru akım motorunun (FDAM) dalgacık teorisi yardımıyla algılayıcısız olarak kontrolü ve elektrikli otomobile uygulanması amaçlanmıştır. Bu doğrultuda geliştirilen bir kalkış algoritması yöntemiyle, motorun, endüklenen gerilim bilgisinin algılanabileceği belirli bir hıza kadar açık çevrim olarak hızlanması sağlanıp, bu hızdan sonra geribesleme olarak elde edilen beslenmeyen faz endüklenen geriliminden ve faz akımlarından yararlanılarak kapalı çevrim olarak dalgacık dönüşümü yardımıyla fırçasız doğru akım motorunun algılayıcısız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Komutasyon anlarının algılayıcısız olarak elde edilmesi sırasında, geliştirilen PID ve Bulanık kontrolör algoritmaları yardımıyla motor hız ve faz akımları gerçek zamanlı olarak denetlenmiştir.*

**Anahtar Kelimeler:** Fırçasız DA motoru, bulanık, PID, algılayıcısız, dalgacık, sonlu elemanlar yöntemi (SEY).

## The application of wavelet technique to sensorless control of brushless DC (BLDC) motor

### Abstract

*This paper deals with developing a novel sensorless drive technique for BLDC motors by using wavelet theory. Study adopts two methods of position prediction. The first method involves self phase inductance variation of which finite element analysis is employed. The second method is based upon the induced voltage and zero crossing point estimation. Starting problem is solved by using position inductance function for the first method and by providing a look-up table for each direction of rotation for the second method. The MATLAB/Simulink model of the motor is established and the simulation performances are obtained. A PID and a fuzzy control algorithms are developed, current and speed controlled performance predictions are obtained. Then as an experimental study, BLDC motor's PWM pulses are produced by DS1005 processor and DS2201 board of dSPACE DSP kit. The time domain currents and induced-voltage waveforms are recorded. The Daubechies wavelet analyses of the experimental and simulation waveforms are obtained with an extra emphasis on commutation intervals. So an algorithm is developed to predict the commutation instants without any position sensor. This procedure is applied experimentally and it is successfully demonstrated that the proposed method described above could be useful for sensorless control of BLDC motors. It is also shown that, results of the simulation model and its wavelet analysis are in a very good agreement with those of experiments.*

**Keywords:** Brushless DC motor, fuzzy, PID, sensorless, wavelet, finite element method (FEM).

<sup>\*</sup>Yazışmaların yapılacağı yazar: Murat YILMAZ. [mryilmaz@elk.itu.edu.tr](mailto:mryilmaz@elk.itu.edu.tr); Tel: (212) 285 67 75.

Bu makale, birinci yazar tarafından İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi'nde tamamlanmış olan "Fırçasız doğru akım motorunun (FDAM) algılayıcısız kontrolünde dalgacık tekniğinin uygulanması" adlı doktora tezinden hazırlanmıştır. Makale metni 25.11.2005 tarihinde dergiye ulaşmış, 18.01.2006 tarihinde basım kararı alınmıştır. Makale ile ilgili tartışmalar 30.11.2006 tarihine kadar dergiye gönderilmelidir.

## Giriş

Günümüzde endüstriyel uygulamaların çoğunda ve özellikle otomotiv sektöründe çok hassas değişken hız aralıklarına kaçınılmaz olarak gereksinim duyulurken, bunun güvenilir, ucuz, sağlam, hafif ve aynı zamanda az bakım gereksinimi duyulacak şekilde gerçekleştirilmesi istenmektedir. Bu doğrultuda, istenilen uygulamalara yönelik elektrik motorunun seçilmesi, tasarlanması ve kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi çok önem kazanmaktadır. Güç elektroniği, mikro elektronik, sürekli mıknatıslar, mikro işlemciler, kontrol ve sayısal işaret işleme (DSP) teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte doğru akım makinasının çalışma ilkesine dayanan kollektör ve fırçasız, elektronik komutasyonlu makinalar endüstriyel uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları yüksek moment/akım ve moment/eylemsizlik oranı, sağlam yapı, yüksek verim ve güvenilirlik gibi üstünlüklerinden dolayı otomotiv, uzay teknolojileri, bilgisayar, tıp elektroniği, askeri, robotik ve ev ürünlerinde her geçen gün artan sayılarda kullanılmaktadır. Sürekli mıknatıs malzemelerinin günümüz teknolojisinde ulaştığı düzey, sürekli mıknatıslı motorların diğer çift taraftan beslenen motorlar üzerinde üstünlük sağlamasına neden olmuştur.

FDAM'ler, kollektör-fırça düzenini ortadan kaldırması ve doğru akım makinasının karakteristiğine benzer performans özelliğine sahip olmasına karşılık, komutasyonun gerçekleştirilmesi için rotor konum algılayıcılarına gereksinim duyarlar. Geleneksel olarak bu işlev motor miline ya da statora yerleştirilen optik ya da Hall etkili algılayıcılar ile gerçekleştirilir. Algılayıcıların özellikle sistem güvenilirliği, performans, çalışma koşullarına bağlı olarak sistem hassasiyetinin artması, bağlantı elemanlarının fazlalığı, seri üretim ve maliyet açısından getirdiği sorunlar tahrik sistemlerinde ve uygulamalarda algılayıcısız denetimi bir ihtiyaç haline getirmiştir. Algılayıcısız denetimin temel ilkesi, algılayıcı kullanılarak yapılan denetimde elde edilen konum bilgisinin, motorda rotor hızına ve konumuna bağlı olarak endüklenen gerilim dalga şeklinden çıkarılmasına dayanmaktadır. Literatürde, ko-

num algılayıcılarından kaynaklanan olumsuzlukların giderilmesi, 1970'li yıllarda General Electric firmasının fikirsel temelleri atmasıyla başlamış ve günümüze kadar rotor konumunun mekanik konum algılayıcısız kontrolüne ilişkin birçok yöntem geliştirilmiştir. Motorda endüklenen hareket gerilimi ölçümüne dayanan algılayıcısız kontrol yöntemleri, sıfır geçiş noktasının algılanması ve ötelenmesi yaklaşımı (Lizuka vd., 1985; Shao vd., 2003; Cheng vd., 2003), faz-kilitleme döngüsü tekniği (Microlinear, 1990), endüklenen gerilimin integrasyonu yaklaşımı (Becerra vd., 1991; Minciunescu vd., 2003), dolaylı endüklenen gerilim ölçümü, stator üçüncü harmonik gerilim bileşeni kullanılarak pozisyon algılama (Moreira, 1996; Shen vd., 2004), güç anahtarlarına ters yönde paralel olarak bağlanmış diyotların iletim aralıklarının belirlenmesine dayalı pozisyon algılama (Ogasawara ve Akagi, 1991; Shinkawa ve Tabata, 1993), akı kestirim yöntemi (Ertuğrul ve Acarnley, 1994), hızdan bağımsız pozisyon fonksiyonunu temel alan yöntem (Kim, 2003), motor parametreleri, uç gerilimleri ve akımları yardımıyla pozisyon algılama, stator sargılarına yüksek frekanslı düşük enerjili işaret basılması, motora ek sargı yerleşimi, gözlemleyici yöntemler daha önce geliştirilen algılayıcısız kontrol algoritmalarının başlıcalarıdır.

Bütün bu algılayıcısız denetimlere ilişkin araştırmalarda yaşanan temel sorun, kalkış anında ve düşük hızlarda endüklenen gerilimin algılayıcısız kontrol için yetersiz olması dolayısı ile hızın doğru algılanamamasından kaynaklanan kalkış sorunudur. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, FDAM'nin kalkış ve düşük hızda denetimine ilişkin çalışmalar olduğu görülmektedir. Pratikte uygulanan en temel yöntem motor fazlarının dönüş yönüne göre belirli bir eğimle artan frekans profiliyle açık çevrimli olarak beslenmesidir. Rotor açık çevrim olarak, endüklenen hareket geriliminden konum bilgisinin alınabildiği belirli bir hıza getirilir. Bu andan sonra makina hızı kapalı çevrim olarak algılayıcısız kontrol edilir. Evirici anahtarlarına özel bir PWM yöntemi uygulanması, faz endüktanslarının rotor konumuna bağlı olarak değişiminin belirlenmesi kalkışta uygulanan diğer yöntemlerdir.

Dalgacık analizinin elektrik makinalarında uygulanabilirliğine ilişkin literatür incelendiğinde, daha çok gürültü ve titreşim üzerine çalışmalar yapıldığı görülmektedir (Ayaz, 2001; Şeker vd., 2000). Asenkron makinalarda gerçekleştirilen bir çalışma, stator akımına dalgacık dönüşümünün uygulanıp doğrudan moment kontrolü gerçekleştirilmesidir. Asenkron makinada dalgacık dönüşümünün kullanılmasına ilişkin diğer bir çalışmada, rotor oluklarındaki akım harmoniklerinin doğru olarak elde edilebileceği ve bu harmoniklerden motor hızının belirlenebileceği açıklanmaktadır. Bu yöntem, diğer tekniklerle karşılaştırıldığında aynı sonuçlara küçük zaman adımlarıyla, kısa zamanda ve daha kolay bir şekilde ulaşılabilmektedir (Obradovic vd., 2001; Fedrigo vd., 2001).

Bu çalışmada FDAM'nin çok çözünürlüklü dalgacık dönüşümü yardımıyla algılayıcısız kontrolü amaçlanmıştır. FDAM'nin çalışması için gerekli olan PWM işaretlerinin üretilmesi, Hall sensörlerinin ürettiği lojik kodların işlenmesi ve her bir elektriksel dönüş yönüne ilişkin anahtar işaretlerinin belirlenmesi için Simulink'ten aldığı blokları kullanarak C kodları üreten dSPACE 2201 I/O kartı ve DS1005 işlemci kartını içeren DSP düzeneğinden yararlanılmıştır. Geliştirilen bir kalkış algoritması yöntemiyle, motorun, endüklenen gerilim bilgisinin algılanabileceği belirli bir hıza kadar açık çevrim olarak hızlanması sağlanıp, bu hızdan sonra geribesleme olarak elde edilen beslenmeyen faz endüklenen geriliminden ve faz akımlarından yararlanılarak kapalı çevrim olarak dalgacık dönüşümü yardımıyla FDAM'nin algılayıcısız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Komutasyon anlarının algılayıcısız olarak elde edilmesi sırasında, geliştirilen PID ve Bulanık kontrolör algoritmaları yardımıyla motor hız ve faz akımları gerçek zamanlı olarak denetlenmiştir. Bu yöntem yardımıyla elektrikli otomobil uygulaması olarak düşünülen motorun tahrik karakteristiklerine de ulaşılmıştır.

### FDAM'nin matematik modeli

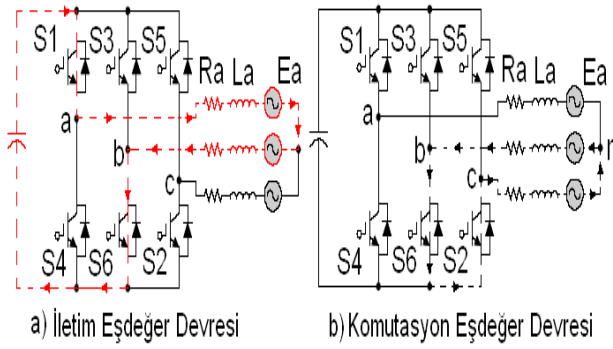
Fırçasız doğru akım motorlarının kontrol stratejisi, besleme şartları ve endüklenen gerilim dalgası şekli tasarımdan tasarıma farklılık gösterdi

ğinden, esneklik sağlaması açısından durum uzayı modeli ve zaman domeninde adım adım sayısal çözüm yaklaşımı belirgin avantajlara sahiptir. Motor ve güç elektroniği besleme devresinin durum uzayı modeli oluşturulurken, devre topolojisinin her bir rotor konumuna endeksli olarak iletim ve komutasyon diferansiyel denklemleri elde edilmektedir. Sisteme ilişkin model dördüncü dereceden olup, durum değişkenleri üç faz akımı ve motor hızıdır. Çıkış büyüklükleri durum değişkenleri ve kaynak cinsinden ifade edilmektedir. FDAM'nin 120° iletim koşulu gereği, üç fazdan ikisi iletimdeyken, komutasyon aralığında üç fazdan da akım akmaktadır. Çalışma ilkesi gereği uygun anahtar çiftinin iletimi sona erdiğinde, aşağıdaki komutasyon tablosunda verildiği gibi, sırası gelen fazın devreye girmesi sağlanarak, moment üretiminde süreklilik sağlanmaktadır (Tezduyar, 1997).

Tablo 1. Bir elektriksel çevrim için rotor konumuna bağlı komutasyon aralıkları

| Rotor konumu                                  | İletimdeki anahtar çifti |
|---|--------------------------|
| $\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$    | S1-S6                    |
| $\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}$   | S1-S2                    |
| $\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6}$  | S3-S2                    |
| $\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{3\pi}{2}$  | S3-S4                    |
| $\frac{3\pi}{2} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}$ | S5-S4                    |
| $\frac{11\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{6}$  | S5-S6                    |

Rotor konumunun  $\pi/6 < \theta_e < \pi/2$  aralığındaki eşdeğer devresine ilişkin iletim ve komutasyon anları Şekil 1'de gösterilmektedir. Rotorun bu konumu için komutasyon ve iletim anına ilişkin denklemler incelenip, sonuç olarak elde edilen diferansiyel denklemler verilecek olursa:



Şekil 1. Rotorun  $\pi/6 < \theta_e < \pi/2$  aralığındaki eşdeğer devreye ilişkin iletim ve komutasyon

1. Komutasyon süresince faz akımlarına ait durum denklemleri:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_d - 3Ri_b + E_a + E_c - 2E_b] \quad (2)$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_d - 3Ri_a + E_b + E_c - 2E_a] \quad (3)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_d - 3Ri_c + E_a + E_b - 2E_c] \quad (4)$$

2. İletim süresince akımlar ilişkin denklemler:

$$i_c = 0 \quad (5)$$

$$i_a + i_b = 0 \quad (6)$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_d - 2Ri_a + E_b - E_a] \quad (7)$$

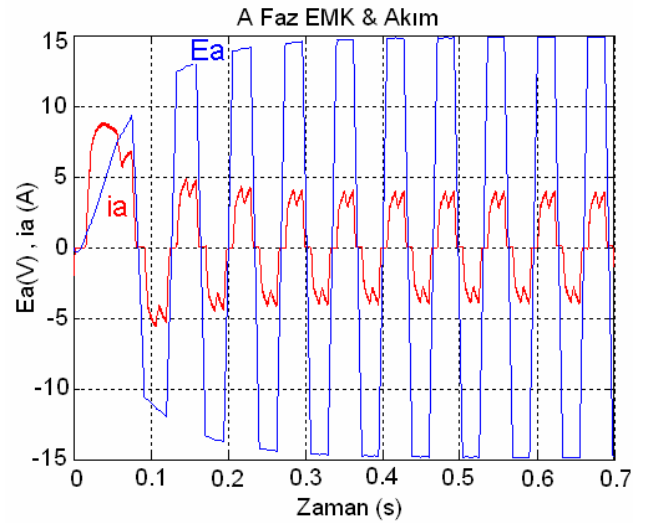
$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_d - 2Ri_b + E_a - E_b] \quad (8)$$

elde edilir. Sistemin matematik modelinin tamamlanması için, mekanik ucuna ilişkin denklemin de yazılması gereklidir. Mekanik yana ilişkin diferansiyel denklem tüm adımlar için geçerli olup, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{(J_m + J_y)} [M_m - M_y - (B_m + B_y)\omega] \quad (9)$$

## FDAM'nin benzetişimi ve performans sonuçları

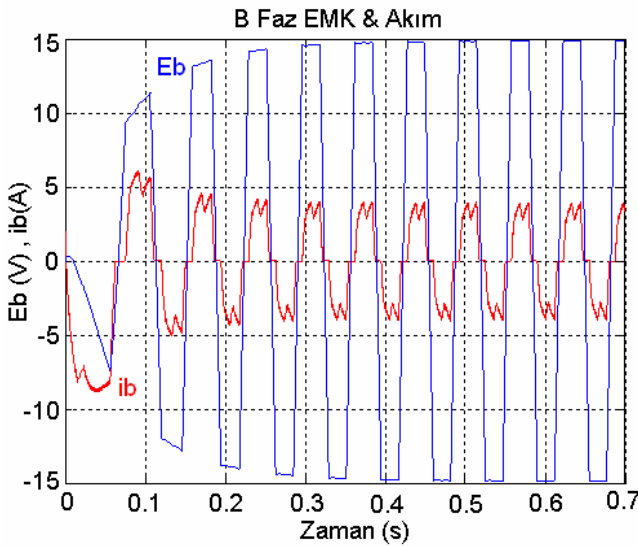
Fırçasız doğru akım motorunun elektriksel ve mekanik yana ilişkin diferansiyel denklem takımları MATLAB/Simulink benzetişim programında kullanılarak, sistem blok diyagramları elde edilmiştir. Motor katsayıları ve elde edilen faz akımlarından üretilen motorun moment bilgisi, genel hareket denklemleri ve hıza ilişkin diferansiyel denklemlerden yararlanılarak dönüşüm blokları yardımıyla konum ve hız bilgisi elde edilmiştir. Sisteme ait benzetişim modeli kurulurken, faz akımları, endüklenen gerilimler, motor parametreleri, darbe genişlik modülasyonu (PWM), hareket denklemleri, motor katsayı denklemleri ve dönüşüm alt blokları kullanılmıştır. Benzetişimle elde edilen FDAM'nin performans sonuçları Şekil 2-5'te verilmektedir.



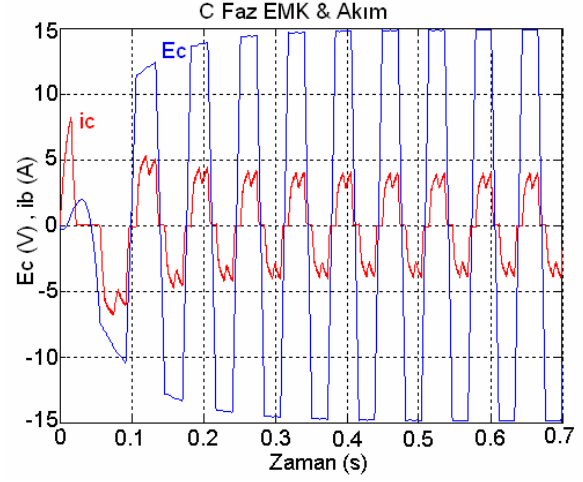
Şekil 2. A faz akımı ve endüklenen gerilimi

Fırçasız doğru motorunun Simulink modelinde hız ve akım kontrolünün gerçekleştirilmesi için PID (Orantı-İntegral-Türev) ve Bulanık mantık (Fuzzy Logic) kontrol algoritmaları kullanılmıştır. PID kontrol modelleme işlemi Simulink ortamında, klasik kontrol algoritmaları ve fırçasız doğru akım motor modeli kullanılarak gerçekleştirilmiştir. MATLAB Fuzzy Logic

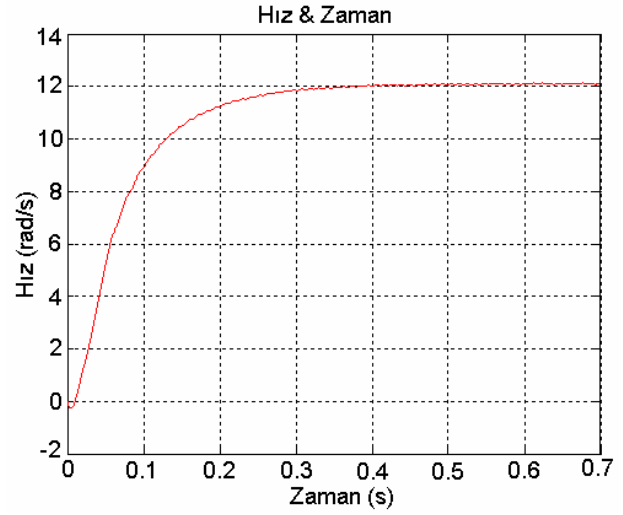
Toolbox’ında gerçekleştirilen bulanık kontrol algoritmaları Simulink içine yerleştirilerek değişik yükleme durumları için hız ve akım kontrolü gerçekleştirilmiştir. Fırçasız doğru akım motorunun değişik yük durumlarında, 52 d/d lık bir referans hızda dönmesinin gerçekleştirildiği bulanık mantık kontrolör cevabı Şekil 6’da verilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunun bulanık kontrol sisteminde, başlangıçta referans hız ile o andaki gerçek hız arasındaki fark hesaplanarak hata (e) elde edilmektedir. Bir önceki zaman dilimindeki hata ile o andaki hatanın farkından hatanın değişimi (ce) hesaplanmaktadır. Elde edilen hata ve hatanın değişimi Bulanık Hız Kontrolörünün girişi oluşturmaktadır. Bu değerlere göre kontrolörden hatanın değişimi (cvi) çıkışı elde edilmektedir. Bu değer doğrudan motora uygulanıp uygulanmayacağı ise Bulanık Akım Kontrolörü tarafından belirlenmektedir. Faz akımlarının maksimum değerinin girişi olarak kullanıldığı ikinci kontrolör, akımın sınır değerini üzerine çıkmasını engelleyecek bir gerilim değişimi (cv) üretmektedir (Tuncay vd., 2003). En son aşamada akım kontrolöründen hesaplanan gerilim değişimi bir önceki gerilim değeri ile toplanarak fırçasız doğru akım motoruna uygulanmaktadır. Yük değişimine karşılık bulanık kontrolörden elde edilen Moment-Zaman değişim grafiği Şekil 7’de verilmektedir.



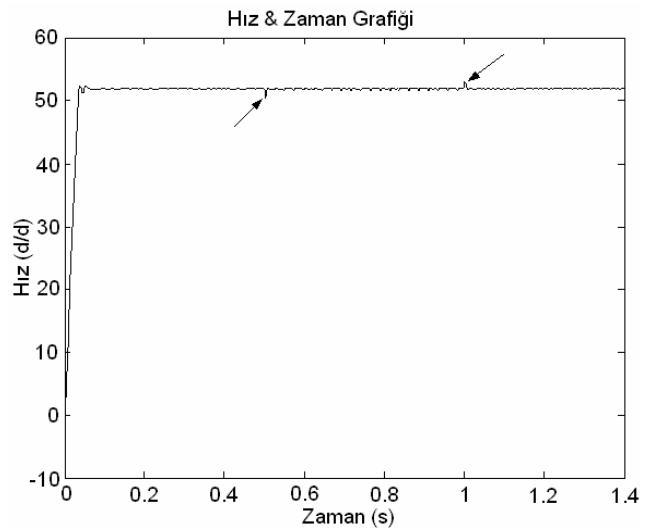
Şekil 3. B faz akımı ve endüklenen gerilimi



Şekil 4. C faz akımı ve endüklenen gerilimi



Şekil 5. Hız zaman grafiği



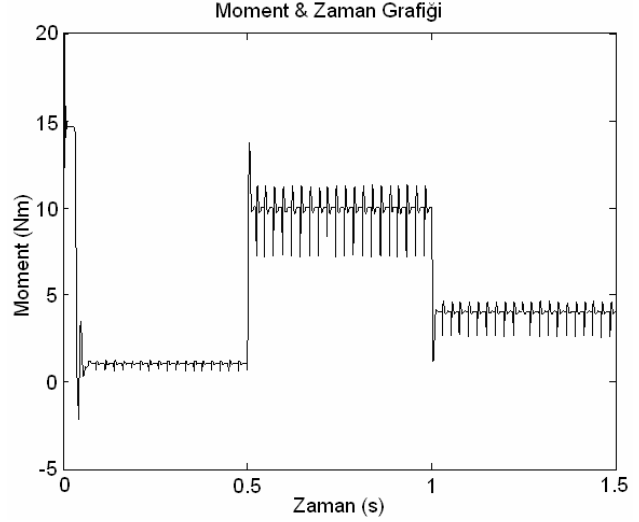
Şekil 6. Yük değişimine karşılık bulanık kontrolör cevabı (referans hız 52 d/d)

## Kalkış yöntemi

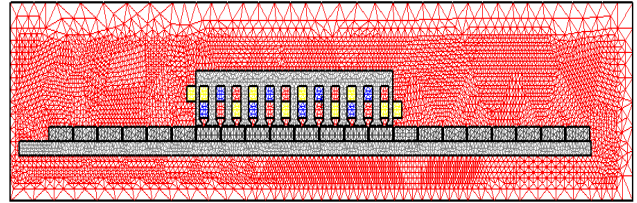
Fırçasız doğru akım motorlarının algılayıcısız kontrolündeki temel sorunlardan bir tanesi kalkış sırasında ve küçük hızlarda yaşanmaktadır. Hızla doğru orantılı olarak değişen beslenmeyen faz endüklenen geriliminin, hızın sıfır olduğu kalkışta ve düşük hızlarda algılanamaması, algılayıcısız kontrolle kapalı çevrim olarak konum bilgisinin elde edilememesi sonucunu doğurmaktadır. Bu yüzden endüklenen gerilimin algılanmasıyla sıfır geçiş noktalarının elde edilmesini temel alan algılayıcısız kontrol algoritmalarının hepsinde çeşitli kalkış yöntemleri uygulanmaktadır. Bu yöntemlerden bir tanesi konuma bağlı olarak meydana gelen endüktans değişiminden yararlanılarak kalkış sorununun çözümlenmesidir.

Konuma bağlı olarak endüktans değerlerinin analizlerin gerçekleştirilmesi için deney motor modeliyle benzer özelliklere sahip lineer fırçasız doğru akım motoru kullanılmıştır. Çalışmada, konuma bağlı endüktans değerlerinin hesaplanması amacıyla, sonlu elemanlar yöntemi (SEY) kullanılmıştır. Kullanılan Maxwell 2D alan simülatörü, gerekli olan sonlu elemanlar ağını otomatik olarak oluşturarak, istenen elektrik ya da manyetik alan çözümünü, kuvvet, moment, endüktans, kapasite ya da güç kaybı gibi belirlenmesi gerekli özel büyüklükleri hesaplamaktadır. Lineer fırçasız doğru akım motorunun manyetik alan davranışı incelenirken bilgisayar

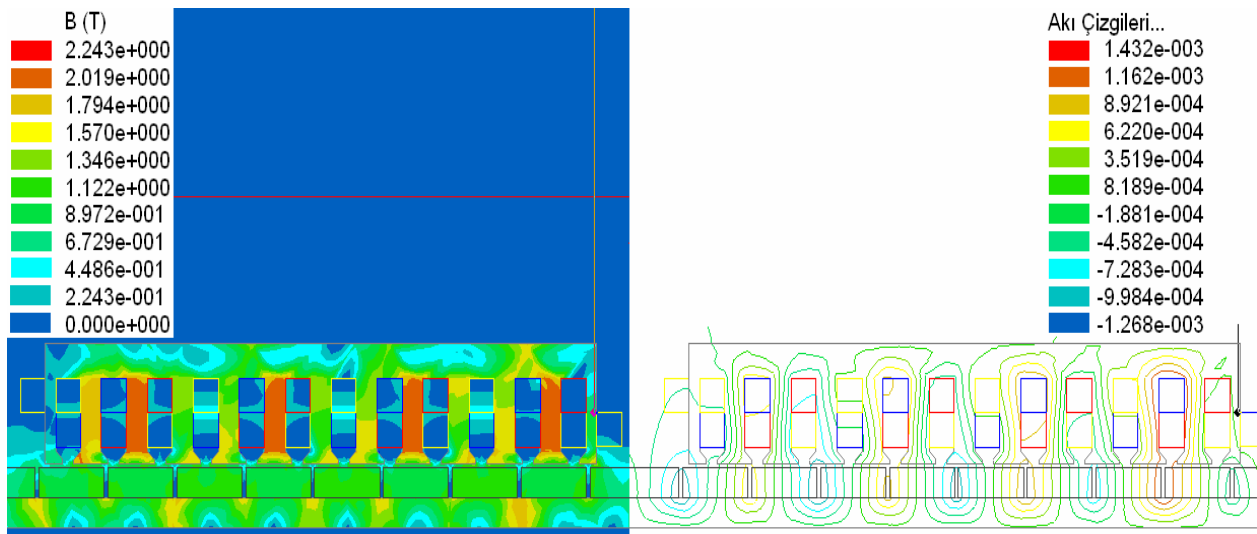
destekli olarak fiziksel ortamın geometrisi oluşturulmuş, stator ve rotor malzeme özellikleri, mıknatıs tipi ve boyutları, sınırlar ve kaynaklar atanmış, sonlu elemanlar ağı kurularak istenen büyüklükler elde edilmiştir.



Şekil 7. Yük değişimine karşılık Moment-Zaman değişim grafiği



Şekil 8. Lineer fırçasız doğru akım motorunun sonlu elemanlar ağı yapısı

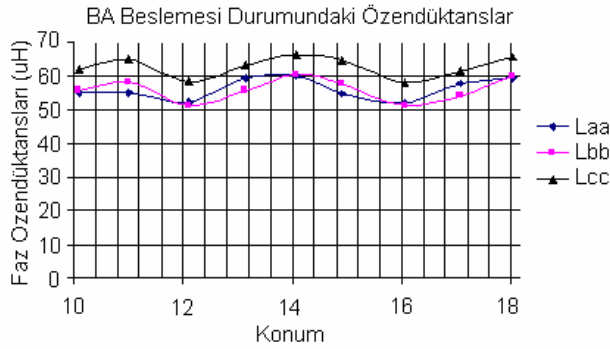


Şekil 9. Lineer fırçasız doğru akım motorunda SEY elde edilen manyetik akı yoğunluğu ve manyetik akı çizgilerinin dağılımı



Tablo 2. B ve A fazlarının beslenmesi durumunda elde edilen öz endüktans değişimleri

| x(BA)   | $L_{aa}$ | $L_{bb}$ | $L_{cc} * 10^{-6}$ |
|---------|----------|----------|--------------------|
| -18.017 | 59.3304  | 59.7324  | 65.4701            |
| -17.085 | 57.771   | 54.09    | 61.5407            |
| -16.049 | 52.0051  | 51.2271  | 58.2022            |
| -14.92  | 54.7447  | 57.857   | 64.5308            |
| -14.06  | 60.0435  | 60.5554  | 66.3866            |
| -13.13  | 59.3477  | 55.7786  | 63.2375            |
| -12.09  | 52.1032  | 51.3172  | 58.3439            |
| -10.99  | 55.1196  | 58.1186  | 64.7856            |
| -10.097 | 54.8736  | 55.5621  | 61.8359            |



Şekil 10. BA beslenmesi durumunda faz öz endüktanslarının konuma bağlı değişimi

Konuma bağlı olarak meydana gelen endüktans değişiminden yararlanılarak kalkış sorununun çözülmesi sonlu elemanlar yöntemi yardımıyla teorik olarak gerçekleştirilmesine rağmen, endüktans değişimlerinin çok az olmasından dolayı deneysel olarak uygulanmasında çeşitli zorluklar bulunmaktadır. Uygulamada kalkış, motor fazlarının belirli bir eğimle artan frekans profiline bağlı olarak açık çevrim beslenmesiyle gerçekleştirilmiştir. Bu frekans profili yük momentine bağlı olup, tahrik sisteminin ve yükün eylemsizlikleri dikkate alınarak belirlenmektedir. Rotor açık çevrim olarak, endüklenen hareket geriliminden konum bilgisinin alınabildiği belirli bir hıza getirilmiş ve bu hızdan sonra endüklenen gerilim bilgisine dalgacık dönüşümü uygulanarak rotorun konumu algılayıcısız olarak belirlenmiştir. Bu andan sonra motor hızı kapalı çevrim olarak kontrol edilmiştir.

Tablo 3. İleri yönde dönme durumu için kalkış algoritması

|                 | Eş eksen | Adım 1 | Adım 2 | Adım 3 | Adım 4 | Adım 5 |
|-----------------|----------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Uyarılan Fazlar | A        | A      | B      | B      | C      | C      |
|                 | B        | C      | C      | A      | A      | B      |

### Dalgacık dönüşümü ve çok çözünürlüklü analiz

Günümüzde mühendisler ve matematikçiler, herhangi bir fiziksel sistemden elde edilen işaretlerin analizinde birçok dönüşüm tekniklerini kullanmaktadır. Fourier, Shannon, Hilbert, kısa-zaman Fourier, Wigner dağılımı ve Dalgacık dönüşümü bunların başlıcalarıdır. Shannon dönüşümü yüksek zaman çözünürlüğüne sahipken, frekans çözünürlüğü yoktur. Fourier dönüşümü ile işarette varolan bütün frekanslar belirlenebilir fakat bu frekansların ne zaman varolduklarına ilişkin bir bilgi elde edilemez. Kısa zaman Fourier dönüşüm tekniğinde ise bir işaret, seçilmiş bir pencere fonksiyonu ile pencerelenir ve daha sonra işaretin bu pencere fonksiyonu ile iç çarpımının Fourier dönüşümü alınır. Kısa-zaman Fourier dönüşümünde tek bir pencere kullanıldığından zaman-frekans tanım bölgesinde gösterilen bir işaretin zamanda ve frekanstaki çözünürlükleri aynıdır. Eğer seçilen pencere fonksiyonu dar bir pencere ise, iyi zaman-kötü frekans çözünürlüğü, geniş bir pencere ise kötü zaman-iyi frekans çözünürlüğü elde edilmektedir. Tanım olarak bir dalgacık ise, ortalama değeri sıfır olan ve zamanla sınırlı bir dalga şeklindedir. Zaman ekseninde kaydırma ve ölçekleme parametrelerinin değişimi dalgacık dönüşümünün temelini oluşturmaktadır. Sürekli dalgacık dönüşümünde tümüyle ölçeklenebilir module edilmiş bir pencere işaret boyunca kaydırılır ve her konum için spektrum hesaplanır. Bu işlem her yeni tur için biraz daha kısa veya uzun pencereyle birçok kez tekrarlanır. Sonunda, işaretin zaman-frekans gösterimi, hepsi de farklı çözünürlüklü olan işaretler olacaktır (Mallat, 1999).

Karesel integrale edilebilir bir  $s(t)$  fonksiyonunun bir  $\psi(t)$  dalgacığına göre sürekli dalgacık dönüşümü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$W(a,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi^* \left( \frac{t-b}{a} \right) dt \quad (10)$$

Burada  $a$  ve  $b$  reel sayıları ve  $*$  sembolü kompleks eşleniği göstermek üzere dalgacık dönüşümü iki değişkenin bir fonksiyonudur.  $s(t)$  ve  $\psi(t)$  fonksiyonları  $L^2(\mathbb{R})$  karesel integrale edilebilir fonksiyonlar kümesine ait olduğu için yukarıdaki eşitlik  $\psi_{ab}(t)$  tanımı ile aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi \left( \frac{t-b}{a} \right) \quad (11)$$

$$W(a,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \psi_{a,b}^*(t) dt \quad (12)$$

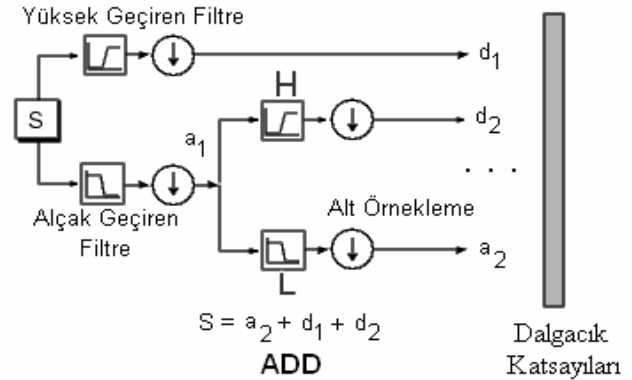
Burada  $\psi(t)$  ana dalgacığının farklı  $a$  ve  $b$  değerleri için elde edilen  $\psi_{ab}(t)$  fonksiyonlarına dalgacık ailesi adı verilir. Normalizasyon faktörü  $1/\sqrt{|a|}$  ise her  $a$  ve  $b$  değeri için enerjinin aynı kalmasını sağlar. Sürekli dalgacık dönüşümünde elde edilen dalgacık dönüşümü katsayıları gereksiz terimler ve gereksiz bilgi içermektedir ve hesaplama zamanını arttırmaktadır. Ayrık dalgacık dönüşümü, yeterli bilgiyi sağlamakla birlikte hesaplama zamanında da önemli bir azalma getirmektedir. Ölçek ve pozisyon belli bir basamağa göre seçilerek, örneğin ölçek ve pozisyonları 2'nin katları olarak seçilmesi analizin daha verimli ve doğru sonuçlar vermesini sağlamaktadır. Bu işlemi yapmanın diğer bir yoluysa filtreleme tekniklerinin kullanmasıdır. İşaret bu tip analizde birbirine seri bağlı yüksek geçiren filtre ve alçak geçiren filtrelerden geçirilmektedir. Böylece işarete varolan yüksek ve alçak frekans bileşenleri ayrı ayrı analiz edilmektedir. İşaretin çözünürlüğü filtreler yardımıyla değiştirilirken, alt ve üst - örnekleme yardımıyla da işaretin ölçeği değiştirilmektedir. Çok çözünürlüklü dalgacık analiziyle işaretin ayrıştırılması Şekil 11'de verilmektedir.  $m$  ve  $n$

tamsayı ve  $a_0 > 1$ ,  $b_0 > 0$  olmak üzere ölçek parametresi  $a = a_0^m$  ve öteleme parametresi  $b = nb_0 a_0^m$  alınarak  $a$  ve  $b$  parametreleri ayrıklaştırılır. Genellikle  $a_0=2$  ve  $b_0=1$  olarak seçilir ve bu seçimle sırasıyla frekans ve zaman eksenlerinin diyatik olarak örneklenmesine olanak verilir. Ayrıklaştırılmış ana dalgacık:

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi \left( \frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m} \right) \quad (13)$$

$$ADD_\psi s(m,n) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \psi_{m,n}^*(t) dt \quad (14)$$

şeklinde ifade edilir.  $a_0$  ve  $b_0$ 'ın bu şekilde seçilmesiyle, işareti farklı zaman ve frekans çözünürlüklü ölçeklere ayrıştırmayı sağlayan ve çok çözünürlüklü dalgacık analizi olarak isimlendirilen algoritmalar kullanılabilmektedir.



Şekil 11. Çok çözünürlüklü dalgacık analiziyle işaretin ayrıştırılması

## DSP ile kontrol ve deney düzeneği

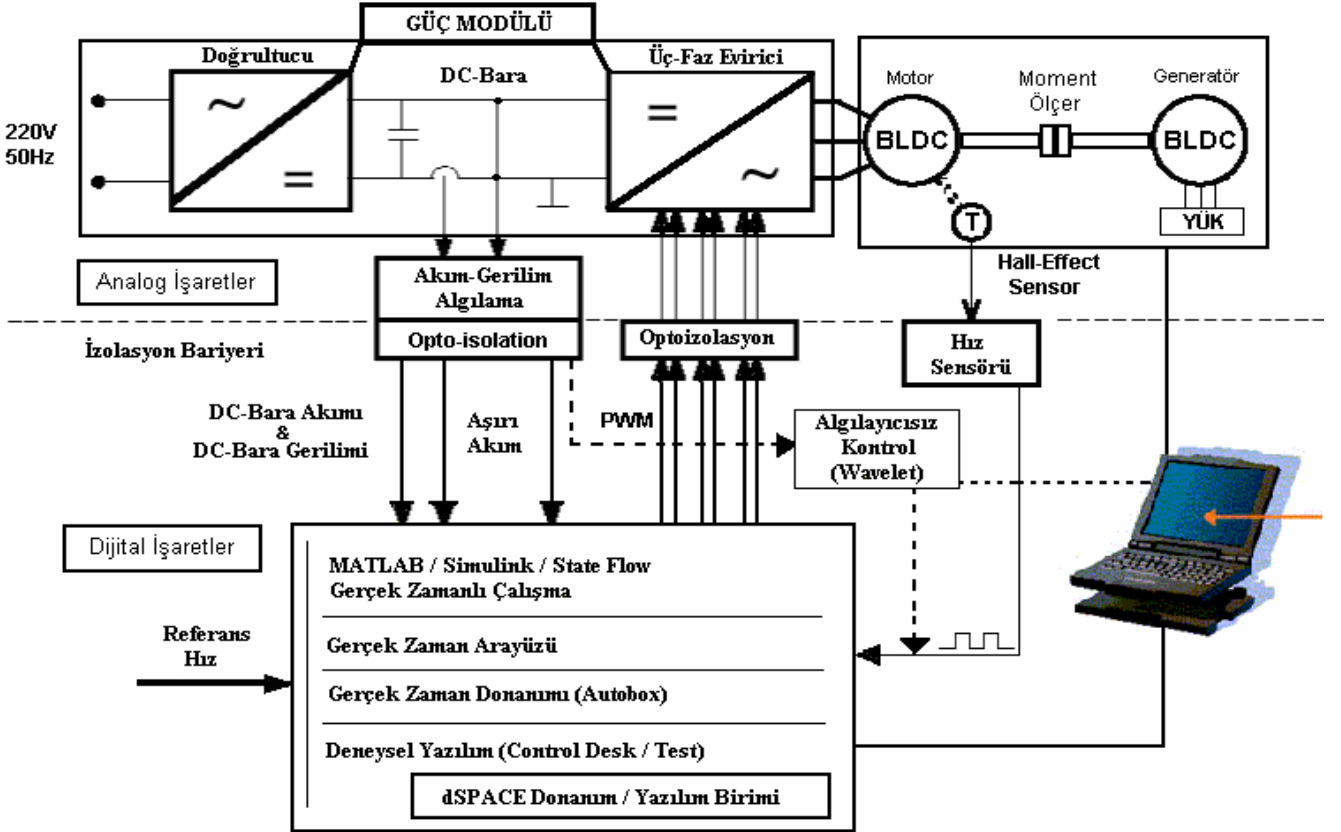
Dijital işaret işleme süreci, özellikle yüksek hızlarda, yüksek çözünürlükte ve algılayıcısız algoritmalarda sistem maliyetini düşürmekte, kesin ve hassas bir şekilde kontrol gerçekleştirilebilmektedir. Çalışmada, kod üretmenin otomatik olarak Simulink blokları üzerinden gerçekleştirildiği, benzetim algoritmaları üzerinden doğrudan doğrulamanın gerçekleştirilerek hızlı bir şekilde değişikliklerin yapılabilirdiği, aynı zamanda hataların kolay bir biçimde belirlenerek ortadan kaldırıldığı bir işaret işleme birimi olan



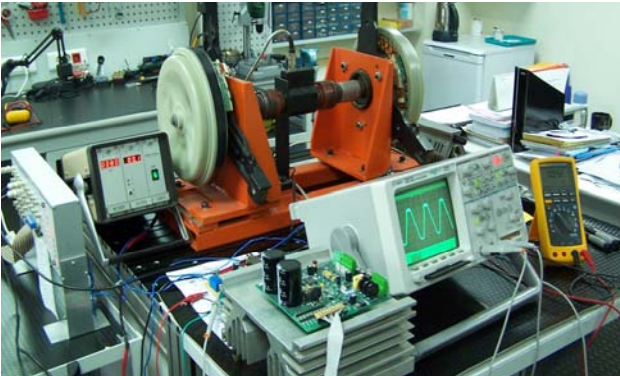
dSPACE DS1005 işlemci kartı, DS2201 çoklu I/O donanımı kullanılmıştır. Sistemin kendi içinde bulunan analog dijital (A/D) çeviriciler yardımıyla hız ve akım geribeslemeleri alınıp, Simulink bloklarında bu bilgiler geribesleme olarak kullanılmıştır. Ayrıca sisteme monte edilen moment algılayıcıdan ve her faza yerleştirilen akım algılayıcılarından (LEM) elde edilen

bilgiler dSPACE ortamına aktararak FDAM'nin kapalı çevrim kontrolü gerçekleştirilmektedir. Sistemin doğrultucu, evirici, motor-geneatör grubu, hız, faz akım ve gerilim algılama ve dSPACE yazılım/donanım birimlerini içeren deney düzeneğine ilişkin blok diyagram Şekil 12 ve genel görünüm resmi Şekil 13'te verilmektedir.

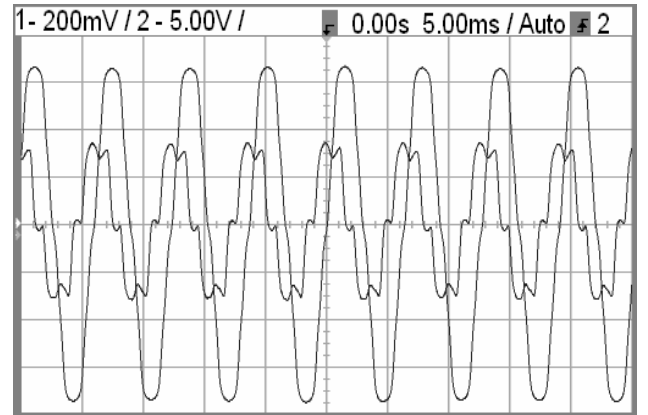
FDAM'nin bir fazına ilişkin deneysel akım ve EMK dalgaları Şekil 14'te gösterilmektedir



Şekil 12. Fırçasız doğru akım motor-jeneratör deney setine ilişkin kontrol blok diyagramı



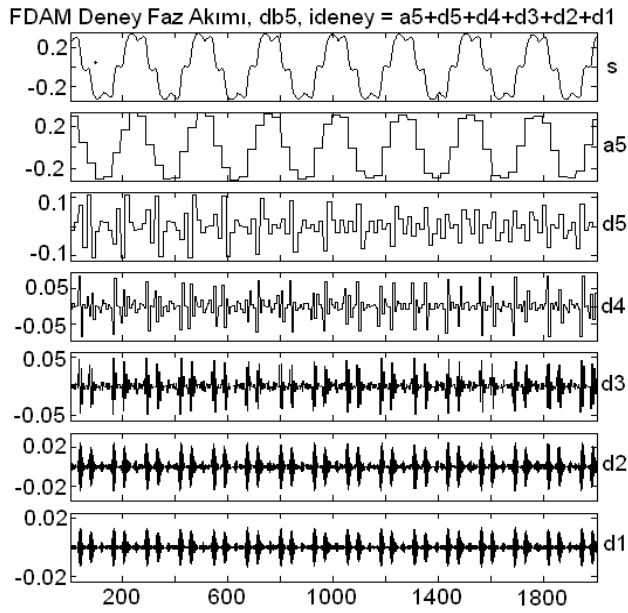
Şekil 13. Fırçasız doğru akım motor-jeneratör deney düzeneğine ilişkin genel görünüm



Şekil 14. Deneysel sonuçlar

### FDAM'nin algılayıcısız kontrolü

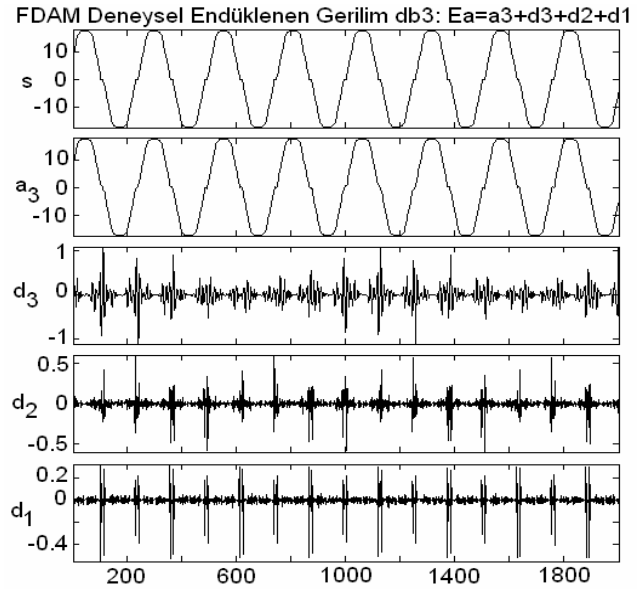
Fırçasız doğru akım motor-generatör deney setinden elde edilen faz akım bilgileri ve endüklenen gerilim bilgileri, komutasyon noktalarının elde edilmesi amacıyla kullanılmıştır. Algılayıcısız olarak kontrolün gerçekleştirilmesi amacıyla çok çözünürlüklü dalgacık analizinden yararlanılmıştır. Faz akım ve EMK bilgileri, Daubechies ayrık dalgacık dönüşümü yardımıyla filtrelenerek, alçak geçiren filtreyle akım ve EMK'nın ayrıntıları; düşük frekansı, yüksek ölçeği alınırken, yüksek geçiren filtre ile akım ve EMK'nın detay; düşük ölçek, yüksek frekansına tekabül eden kısımları elde edilmiştir. Bu işlemler, MATLAB Wavelet Toolbox'ında Daubechies wavelet çok çözünürlüklü dalgacık dönüşümüyle gerçekleştirilmiştir (Yılmaz vd., 2004). Buradan elde edilen ayrıntı ve detay katsayıları yardımıyla fırçasız doğru akım motorunun komutasyon anlarına ilişkin bilgiler elde edilmiştir. Motorun bir fazına ilişkin deneysel akım ve EMK işaretlerine uygulanan ayrık dalgacık dönüşümü analizine ilişkin sonuçlar Şekil 15 ve 16'da verilmektedir.



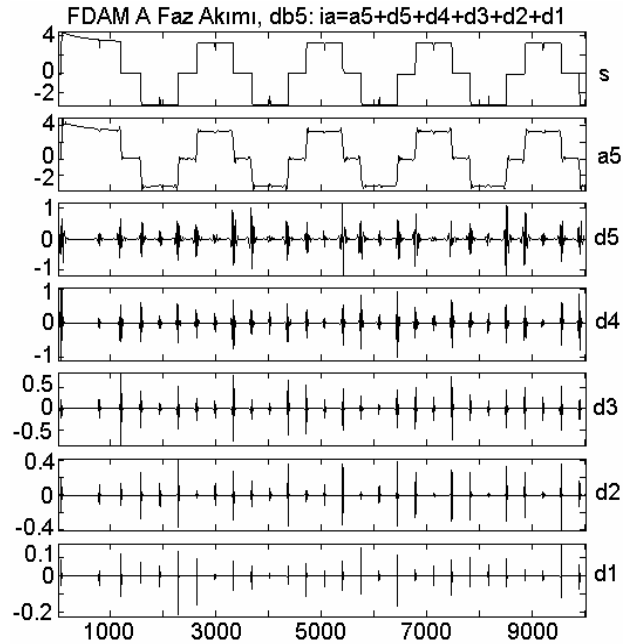
Şekil 15. Deneysel olarak elde edilen A faz akım işaretinin dalgacık analizi

Fırçasız doğru akım motorunun benzetişim yazılımından elde edilen faz akım ve endüklenen gerilim bilgilerinden teorik olarak komutasyon noktalarının elde edilmesi amacıyla, bu işaretler MATLAB/Wavelet Toolbox'ında giriş işareti

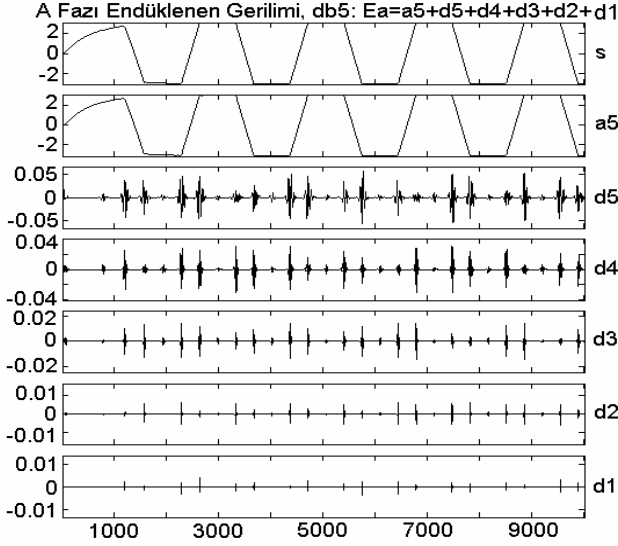
olarak kullanılmıştır. Bu işaretler ayrık dalgacık (Daubechies) dönüşümü yardımıyla filtrelenerek ayrıntı ve detay katsayıları elde edilmiştir. Buradan elde edilen ayrıntı ve detaylar yardımıyla FDAM'nin komutasyon anlarına ilişkin bilgilere ulaşılmıştır. Motorun A fazına ilişkin benzetişim akımına ve EMK'ya uygulanan dalgacık analizi sonuçları Şekil 17 ve 18'de verilmektedir.



Şekil 16. Deneysel olarak elde edilen A fazı endüklenen gerilim işareti dalgacık analizi

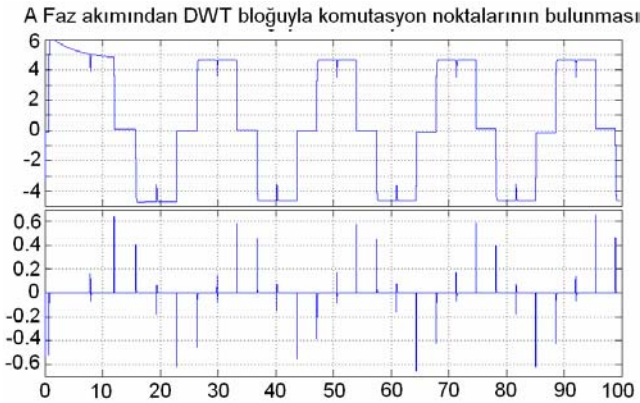


Şekil 17. Simulasyonla elde edilen A faz akım işaretinin dalgacık analizi

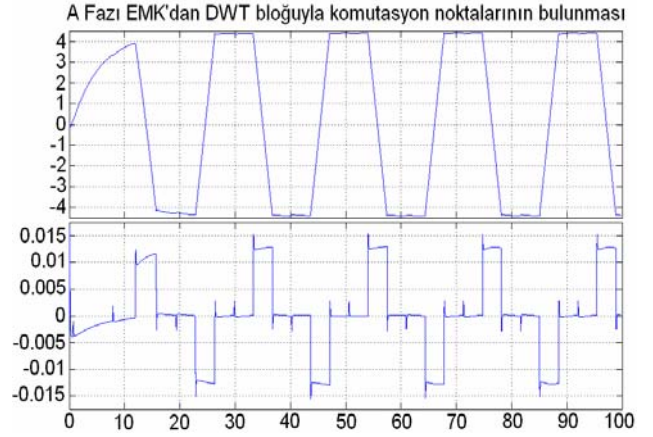


Şekil 18. Simulasyonla elde edilen A fazı endüklenen gerilim işaretli dalgacık analizi

Fırçasız doğru akım motor benzetişim yazılımından elde edilen faz akım ve endüklenen gerilim bilgileri, benzetişim esnasında çevrimiçi (doğrudan bağlantılı) olarak kullanılarak, komutasyon noktalarının elde edilmesi amacıyla Matlab/Simulink Ayırık Dalgacık Dönüşüm (ADD, DWT) bloğu kullanılmıştır. Doğrudan faz akım ve endüklenen gerilim işaretlerinin kullanılmasıyla gerçekleştirilerek elde edilen komutasyon noktalarına ilişkin işaretler, dSPACE işaret işleme birimi yardımıyla gerçek zamanlı olarak fırçasız doğru akım motoruna uygulanmaktadır. DWT bloğunun kullanımıyla, motor faz akım ve endüklenen gerilimden komutasyon noktalarının elde edilmesine ilişkin sonuçlar Şekil 19 ve 20’de verilmektedir.



Şekil 19. DWT bloğuyla A faz akımından komutasyon noktalarının elde edilmesi



Şekil 20. DWT bloğuyla A fazı EMK’sından komutasyon noktalarının elde edilmesi

## Sonuçlar

Bu tez çalışması, dalgacık teorisi yardımıyla FDAM’nin algılayıcısız kontrolüne ilişkin yeni bir yöntemin geliştirilmesini amaçlamaktadır. Konum algılanması amacıyla iki yöntem benimsenmiştir. Bu yöntemlerden ilkinde sonlu elemanlar metodu kullanılarak faz sargılarının öz endüktansları hesaplanmıştır. İkinci yöntemde ise sargılarda endüklenen gerilimlerin sıfır geçiş noktalarının öngörüsünün hesaplanması hedeflenmiştir. Kalkış problemi, ilk yöntemde faz öz endüktansları fonksiyonu yardımıyla, ikinci yöntemde ise her dönüş yönü için hazırlanmış, belirli bir eğimle artan frekans profiline bağlı olarak oluşturulan tablo yardımıyla sağlanmıştır. İlk olarak FDAM’nin Hall algılayıcılarla çalıştırılması gerçekleştirilmiştir. FDAM’nin Simulink ortamında modeli kurulup, benzetişim performansları elde edilmiştir. PID ve Bulanık kontrol algoritmaları geliştirilmiş, akım ve hız kontrolü gerçekleştirilerek performans sonuçlarına ulaşılmıştır. FDAM’nin PWM darbeleri, deneysel olarak dSPACE dijital hızlı kontrol prototipleme kitindeki DS2201 I/O kartı ve DS1005 işlemci kartı kullanımıyla üretilmiş ve faz akımlarının ve endüklenen gerilimlerin dalga şekilleri kaydedilmiştir. Deneysel ve benzetişim sonucu elde edilen dalga şekillerine Daubechies ayırık dalgacık analizinin uygulanması ile komutasyon aralıkları belirlenmiştir. Böylece herhangi bir pozisyon algılayıcı kullanılmaksızın komutasyon anlarını öngören algoritma geliştirilmiştir. Bu prosedür deneysel olarak uygulanmış ve öneri-

len metodun FDAM'nin algılayıcısız kontrolünde faydalı olduğu başarılı bir şekilde gösterilmiştir. Aynı zamanda benzetişim modeli ve bu modelin dalgacık analizi sonuçlarının deneysel çalışmalarla büyük bir uyum içinde olduğu görülmüştür.

## Teşekkür

Yazarlar, çalışmayı destekleyen Dr. Latif Tezduyar, MEKATRO Ar-Ge A.Ş., ARÇELİK Ar-Ge ve TÜBİTAK MAM yetkililerine teşekkürlerini sunarlar.

## Semboller

|                 |                                  |
|-----------------|----------------------------------|
| $\psi(t)$       | : Ana dalgacık                   |
| $\Theta_e$      | : Açısal konum                   |
| $a$             | : Pencere uzunluğu               |
| $b$             | : Öteleme değişkeni              |
| $B$             | : Sürtünme katsayısı             |
| $E_a, E_b, E_c$ | : Fazlarda endüklenen gerilimler |
| $i_a, i_b, i_c$ | : Faz akımları                   |
| $J$             | : Eylemsizlik katsayısı          |
| $k_a, k_b, k_c$ | : Motor faz katsayıları          |
| $M, L$          | : Karşıt ve öz endüktans         |
| $M_m, M_y$      | : Elektriksel ve yük momenti     |
| $R$             | : Faz direnci                    |
| $s(t)$          | : Sonlu enerjili işaret          |
| $V_d$           | : DC bara gerilimi               |
| $\omega$        | : Açısal hız                     |

## Kaynaklar

Ayaz, E., (2001). Elektrik motorlarında dalgacık analizi yaklaşımı ile rulman arıza tanısı ve yapay zeka tabanlı bir durum izleme sistemi, *Doktora Tezi*, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Becerra, R.C., Jahns, T.M., Ehsani, M., (1991). Four-quadrant sensorless brushless ECM Drive, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Sixth Annual, 202 – 209, Texas.

Cheng, K. Y., Tzou, Y. Y., (2003). Design of a Sensorless Commutation IC for BLDC Motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**, 6, 1365-1375.

Ertuğrul, N., Acarnley, P., (1994). A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, *IEEE Tran. on Industry App.*, **30**, 126-133.

Fedriga, A., Gandelli, A., Monti, F., (2001). A Unified wavelet-based approach to electrical machine modeling, *IEEE IEMDC 2001*, Massachusetts.

Kim, T., (2003). Sensorless control of the BLDC motors from near-zero to full speed, *PhD Thesis*, Texas A&M University, USA.

Lizuka, K., Uzuhashi, H., Kano, M., Endo, T., (1985). Microcomputer control for sensorless brushless motor, *IEEE Tran. Industry App.*, **21**, 4, 595–601.

Mallat, S., (1999). *A Wavelet Tour of Signal Processing*, Academic Press, Cambridge.

Microlinear Corp., (1990). Sensorless spindle motor controller, Part ML4410, Advance Information, San Jose, CA.

Minciunescu, P., Flint T., Moynihan, F., Kettle, P., (2003). Sensorless DC motors using extended kalman estimator and back EMF integration algorithm a comparison, *Robotics World*, 01 Nov.

Moreira, J.C., (1996). Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range, *IEEE Tran. on Industry Applications*, **32**, 6, 1394 – 1401.

Obradovic, A., Djurovic, M., Joksimovic, G., (2001). Sensorless speed detection of induction machines using wavelet decomposition, *9th European Conf. on Power Electronics and Applications*, Graz.

Ogasawara, S., Akagi, H., (1991). An approach to position sensorless drive for brushless DC motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **1**, 27.

Seker, S., Ayaz, E., Udaphyaya, B. R., Erbay, A. S., (2000). Analysis of motor current and vibration signals for detecting bearing damage in electric motors, *MARCON 2000*, Knoxville.

Shao, J., Nolan, D., Teissier, M., (2003). A novel microcontroller-based sensorless brushless DC motor drive for automotive fuel pumps, *IEEE Transactions on Industry App.*, **39**, 6, 1734 – 1740.

Shen, J. X., Zhu, Z. Q., Howe, D., (2004). Sensorless flux-weakening of permanent magnet brushless machines using third-harmonics Back-EMF, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **40**, 6.

Shinkawa, O., Tabata, K., (1993). wide operation of a sensorless brushless DC motor having an interior permanent magnet motor, *Proceedings of Power Conversion Conference*, 364-370, Yokohama.

Tezduyar, L., (1997). Fırçasız doğru akım motorlu tahrik sistemlerinde on iki darbeli sürücü, *Doktora Tezi*, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul

Tuncay, R. N., Erenay, Z., Yılmaz, M., Ustun, O., (2003). Rapid control prototyping approach to fuzzy speed control of brushless DC Motor, *ELECO'03*, Bursa.

Yılmaz, M., Tuncay, R. N., Ustun, O., (2004). A wavelet study of sensorless control of brushless DC motor through rapid prototyping approach, *IEEE International Conference on Mechatronics*, İstanbul.